

OPTIMALIZÁCIA KOMUTAČNÉHO PROCESU IGBT OPTIMIZATION OF IGBT COMMUTATION

Pavol Špánik, Ivan Feňo, Radovan Ovcaričik

Katedra elektrickej trakcie a energetiky, Elektrotechnická fakulta, Žilinská univerzita v Žiline, 010 26 Žilina, spanik@fel.utc.sk

Abstrakt V článku je prezentovaný spôsob optimalizácie vypínacieho procesu IGBT z hľadiska redukcie stratového výkonu v štruktúre tranzistora. Ako prostriedok je použitá technika mäkkej komutácie, využívajúca metódu vypnutia štruktúry po znížení prúdu na nulovú hodnotu. Uvedený dej je optimalizovaný za účelom dosiahnutia minimálnej hodnoty vypínacích strát, ktorých určenie je vykonané experimentálne. Získané výsledky sú využiteľné pri návrhu riadiaceho algoritmu meničov, využívajúcich uvedenú spínicu techniku.

Summary The paper presents IGBT switch off process in order to reduce power loss in the structure. The soft switching method using switch-off after current reduction is used. Process mentioned above is optimized to minimize the power loss that is determined by experiment. Results obtained in the experiment can be helpful in a converter and controller design process.

1. ÚVOD

Uplynulé desaťročie, ktoré sa nieslo v znamení dominantného postavenia IGBT tranzistora vo výkonových elektronických zariadeniach, prinieslo množstvo poznatkov a zdokonalení, smerujúcich k zlepšeniu ekologických parametrov statických výkonových meničov. Zásluhou úsilia výrobcov polovodičových súčiastok došlo k podstatnému zvýšeniu ich spínacej frekvencie, zvýšeniu napäťovej odolnosti a zníženiu úbytku v prípustnom smere. Snaha konštruktérov výkonových polovodičových meničov zasla viedla k návrhu nových topológií hlavných obvodov, aplikácií nových spínacích techník a optimalizácií spínacích algoritmov.

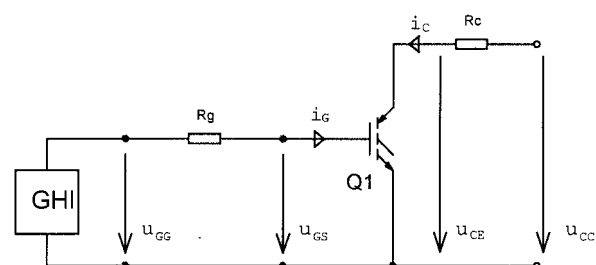
Sumárnym efektom uvedených snáh bolo zmenšenie rozmerov meničov, zvýšenie ich účinnosti a redukcia úrovne akustických a elektromagnetických emisií. Významnou súčasťou tohto procesu, ktorý stále prebieha, je aplikácia techník mäkkého spínania súčiastok hlavného obvodu meniča. Jej podstatou je zníženie napätia, alebo prúdu komutujúcou polovodičovou štruktúrou pred inicializáciou spínacieho procesu. K uvedenému účelu sa väčšinou používa vhodný rezonančný obvod, ktorého prvky bývajú často reprezentované parazitnými komponentmi obvodu.

Hlavným dôsledkom aplikácie mäkkého spínania je zníženie komutačných (spravidla vypínacích) strát v polovodičovej súčiastke, ktoré vedie buď k dosiahnutiu lepšej účinnosti meniča, alebo k zvýšeniu frekvencie spínania polovodičových súčiastok pri zachovaní pôvodnej hodnoty účinnosti. Problematike mäkkej komutácie bolo v uplynulom období venované množstvo prác, ktoré sa však hlavne zaoberali návrhom topológie a činnosťou hlavného obvodu meniča. Otázkou výhodnosti použitia uvedenej spínacej techniky sa zaoberalo len malé množstvo prác, a to aj napriek tomu, že niektorí autori upozorňovali na opačné efekty, spôsobené nárastom strát v rezonančnom obvode.

Uvedené dôvody nás viedli k vytvoreniu objektívnej metódy posúdenia vlastností mäkko spínaného hlavného obvodu, založenej na experimentálnom stanovení strát v polovodičovej štruktúre. Jej výhodou je možnosť kontinuálneho sledovania stratového výkonu v súčiastke pri meniaci sa stratégii spínania. K uvedenému účelu bol vytvorený tester, ktorého usporiadanie, spolu s príkladom aplikácie, bude uvedené v tomto článku.

2. TECHNIKA MÄKKEJ KOMUTÁCIE

K ozrejmeniu výhod techniky mäkkej komutácie uvidíme porovnanie časových priebehov elektrických veličín na polovodičovej súčiastke v priebehu vypínacieho procesu. Na obr.1 je znázornená schéma zapojenia IGBT, ktorý spína odporovú záťaž reprezentovanú odporom R_C .

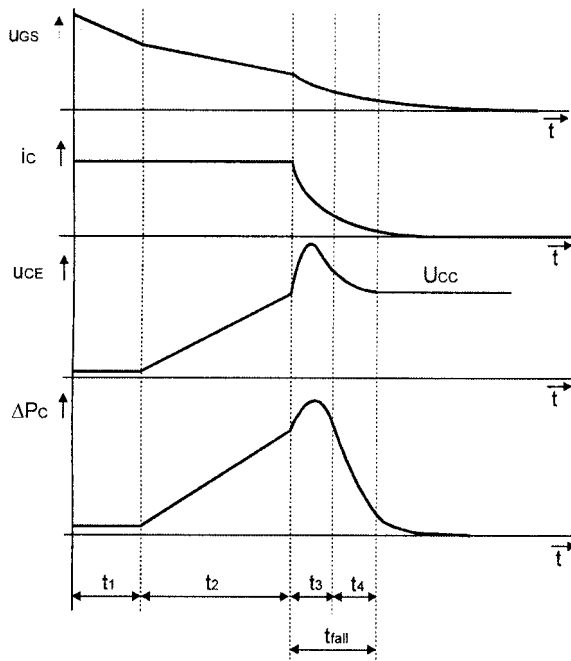


Obr. 1. Elektrické veličiny na komutujúcom IGBT

Fig. 1. Electrical magnitudes on IGBT

Generátor hradlových impulzov GHI generuje zapínací signál - napätie u_{GG} , ktoré prostredníctvom odporu R_G privádzame na hradlo tranzistora. Napätie medzi hradlom a emitorom je označené u_{GS} , kolektorový prúd i_C a napätie medzi kolektorom a emitorom u_{CE} .

Uvedený obvod reprezentuje situáciu pri tvrdom spínaní odporovej záťaže. V schéme nie sú uvažované parazitné indukčnosti prívodov a vnútorné kapacity tranzistora.



Obr. 2. Časové priebehy elektrických veličín pri tvrdom vypínaní IGBT
Fig. 2. Time waveforms for hard switch-off IGBT

Časové priebehy príslušných elektrických veličín sú uvedené na obr.2. Vypínací proces môžeme rozdeliť na štyri základné časové intervaly, pričom predpokladáme, že k poklesu napätia u_{GG} na nulovú hodnotu dôjde v čase $t=0$. Počas prvého intervalu, označeného t_1 , dôjde k poklesu napätia u_{GS} na približne prahovú hodnotu. K reakcii výkonovej časti štruktúry dochádza až v druhom, tzv. Millerovom intervale, kedy začne narastať napätie u_{CE} .

Počas tretieho intervalu t_3 zaniká vodivosť unipolárneho segmentu, čo sa prejaví strmým poklesom prúdu štruktúrou. Vplyv parazitných indukčností sa prejaví vznikom prepätia v časovom priebehu u_{CE} . Štvrtý interval reprezentuje zánik vodivosti bipolárnej časti IGBT. Vzhľadom na to, že tu sa uplatňuje pomerne pomalý rekombinačný mechanizmus likvidácie nosičov náboja v štruktúre, pokles prúdu je pomalší, čo spôsobí zánik uvedeného prepätia.

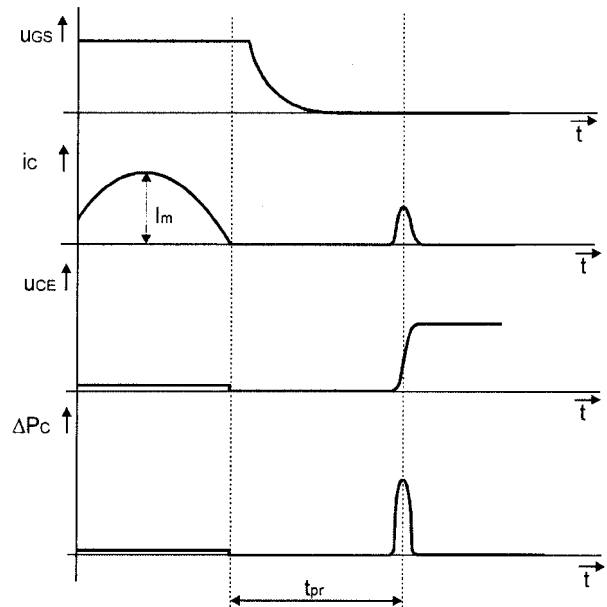
Veľmi zaujímavý je časový priebeh stratového výkonu v tranzistore Δp_C , uvedený v spodnej časti obr.2. K jeho stanoveniu je použitý známy vzťah:

$$\Delta p_C(t) = u_{CE} i_C, \quad (1)$$

Z uvedeného priebehu je zrejmé, že jeho dominantná zložka vzniká v Millerovom intervale, pričom je závislá na veľkosti prúdu i_C tečúceho výkonovou časťou súčiastky. Podobne je to aj pri druhej časti priebehu stratového výkonu počas intervalu poklesu prúdu t_{fall} . Z uvedeného vyplýva aj základná myšlienka mäkkého spínania – redukovať hodnotu stratového výkonu prostredníctvom zníženia veľkosti i_C pred začiatkom vypínania štruktúry. V zahraničnej literatúre sa táto

metóda označuje *Zero Current Switching*, resp. skratkou ZCS. Podotýkame, podobný efekt sa dá dosiahnuť aj duálnou metódou spočívajúcou v znížení napätia na súčiastke počas vypínacieho procesu, ktorú odborná literatúra označuje ako *Zero Voltage Switching (ZVS)*.

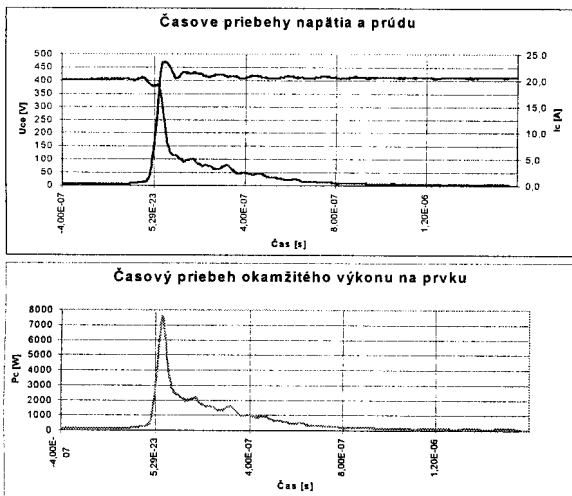
Výhodnosť použitia uvedených metód závisí od konkrétnej aplikácie a použitej stratégie spínania polovodičových súčiastok. V našom prípade sa zameriame na metódu ZCS, ktorú reprezentujú časové priebehy predmetných elektrických veličín na obr.3.



Obr. 3. Časové priebehy elektrických veličín pri vypínaní IGBT technikou ZCS
Fig. 3. Time waveforms for the case of ZCS switch-off IGBT

Z obrázku je zrejماً výrazná odlišnosť príslušných časových priebehov, v porovnaní s tvrdým vypínaním, spôsobená poklesom prúdu i_C na prakticky nulovú hodnotu. K uvedenému javu, ktorý je spôsobený činnosťou rezonančného obvodu, dôjde ešte pred zánikom napätia u_{GS} . To znamená, že aj keď výkonovou časťou štruktúry IGBT netečie prúd, sú v nej prítomné nosiče náboja a neexistuje potenciálová bariéra, ktorá by zabránila prietoku prúdu pri kladnej polarite napätia u_{CE} . Po zániku prúdu i_C vyvolá generátor hradlových impulzov pokles budiaceho napätia na nulovú hodnotu. Vzhľadom k minimálnemu napätia u_{CE} , má časový priebeh napätia u_{GS} exponenciálny časový priebeh, výrazne odlišný od prípadu tvrdej komutácie.

Po určitom čase t_{pr} , označovanom pojmom *preluka*, potrebnom na uzavretie ako unipolárneho, tak aj bipolárneho segmentu IGBT, môžeme na štruktúru pripojiť kladné napätie u_{CE} . Dôsledkom bude odsatie zvyšku nosičov náboja a vznik silného elektrického poľa v intrinzičkej oblasti štruktúry. Uvedenú situáciu môžeme navonok interpretovať ako nabitie vnútornej kapacity tranzistora. Z obr. 3 je zrejmé, že tento proces je



Obr. 6 Časové priebehy elektrických veličín pri tvrdom spínaní

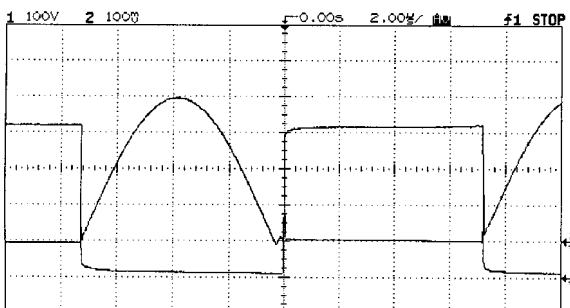
Fig. 6. Waveforms obtained from hard-switching

Zaťažou meraného tranzistora je R-L obvod tvorený vzduchovou tlmivkou a výkonovým rezistorom s regulovateľnou veľkosťou. Zapojeným ako reostat.

Ako už bolo uvedené, meranie kolektorového prúdu je realizované pomocou bezkontaktného snímača Tektronix AM 503S. Jeho výstupný signál je spolu s napätím u_{CE} zaznamenaný pamäťovým osciloskopom HP 54600A a prostredníctvom sériového výstupu prenesený k ďalšiemu spracovaniu do PC.

4. VÝSLEDKY MERANÍ

Ako už bolo uvedené vyššie, hlavným účelom súboru meraní bolo stanovenie optimálneho režimu riadenia tranzistora v režime ZCS a získanie podkladov pre analýzu ekonomickej výhodnosti aplikácie tejto spínacej techniky. Na obr. 6 sú uvedené časové priebehy príslušných elektrických veličín v režime tvrdého spínania.



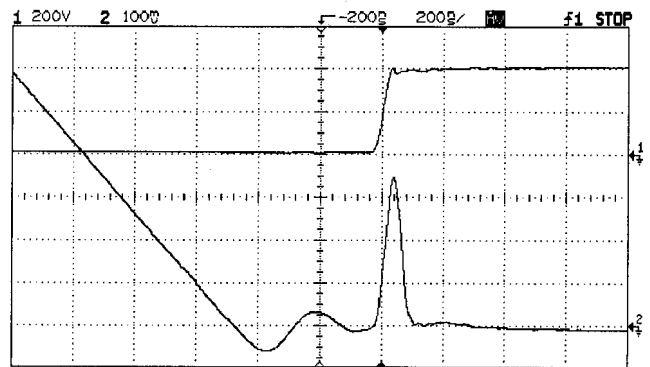
Obr. 7. Časové priebehy elektrických veličín v režime ZCS
Fig. 7. Time waves in ZCS mode

Ide o počítačovo spracovaný záznam z osciloskopu HP 54600A. V hornej časti obrázku sú časové priebehy napätia a prúdu tranzistora. Dolná časť reprezentuje časový priebeh okamžitého stratového výkonu.

Ak porovnáme namerané časové priebehy s teoretickými (obr.2) vidíme praktickú zhodnosť príslušných veličín. Z časového priebehu okamžitého výkonu je zrejмый jeho vplyv na celkové straty v štruktúre.

Záznam elektrických veličín pri mäkkom spínaní v režime ZCS reprezentuje obr.7.

V tomto prípade ide o záznam celej periódy činnosti meniča. Napätie u_{CE} má pravouhlý priebeh, zatiaľ čo prúd je reprezentovaný sínusovým polkmitom. Detail vypínacieho procesu je uvedený na obr. 8.



Obr. 8. Vypínací proces v režime ZCS

Fig. 8. Switch-off transition in ZCS mode

Porovnanie s teoretickými priebehmi (obr.3) ukazuje taktiež veľmi dobrú zhodu. Výrazný je postkomutačný impulz kolektorového prúdu, ktorého amplitúda závisí od veľkosti preluky t_{pr} . Vzhľadom na to, že napätie u_{CE} počas jeho existencie prakticky lineárne narastá má podobný časový priebeh aj okamžitá hodnota stratového výkonu pri vypínaní. Jej integrovaním podľa času dostaneme veľkosť vypínacích strát:

$$W_{off} = \int_{t_1}^{t_2} p_{C(off)}(t) dt, \quad (2)$$

kde W_{off} sú komutačné straty pri vypínaní, t_1 je začiatok a t_2 koniec postkomutačného prúdového impulzu a $p_{C(off)}$ je okamžitá hodnota stratového výkonu pri vypínaní.

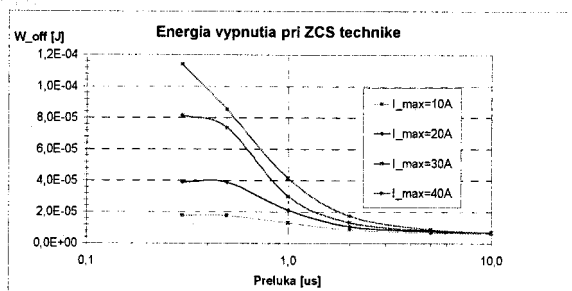
Na vyhodnotenie efektívnosti ZCS techniky spínania je potrebné určiť závislosť vypínacích strát pri rôznej veľkosti preluky t_{pr} .

Spracovaním dát zaznamenaných časových priebehov z obr.8 a použitím vzťahu (2) je možné získať potrebnú závislosť, ktorej grafické znázornenie reprezentuje obr.9.

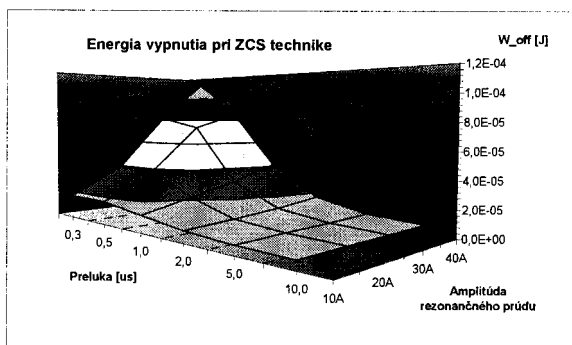
Ide o znázornenie veľkosti vypínacích strát v tranzistore IGBT v závislosti na dĺžke časového intervalu preluky, pričom parametrom je amplitúda prúdu I_c .

Pre účely optimalizácie spínacieho algoritmu je výhodné použiť jeho 3D verziu uvedenú na obr.10. Ide o priestorovú interpretáciu planárneho grafu z obr.9. Uvedená plocha je rozdelená na niekoľko častí, pričom oblasť minimálnych strát má modrú farbu. Jej vhodnou aplikáciou do spínacieho algoritmu konkrétneho meniča je

možné minimalizovať komutačné straty a tak zvýšiť jeho účinnosť. Na druhej strane sú takto získané výsledky aplikovateľné pri posúdení ekonomickej efektívnosti aplikácie uvedenej spínacej techniky.



Obr. 9. Závislosť vypínacích strát na preluka v režime ZCS
Fig. 9. Dependence switch-off loses on hold-off time



Obr. 10. Plocha vypínacích strát v režime ZCS
Fig. 10. ZCS Switch-off energy in dependce of hold-off time and collector current amplitude

5. ZÁVER

Metóda experimentálneho vyhodnocovania účinnosti mäkkého spínania vznikla na našom pracovisku ako určitá reakcia na množstvo polemických článkov, týkajúcich sa efektívnosti použitia tejto spínacej techniky, ktoré sa v uplynulom období objavili v odbornej literatúre. Ich autori argumentovali hlavne vznikom prídavných strát v rezonančných elementoch a obmedzením regulačných vlastností obvodu. K negatívam sa tiež započítavali prídavné náklady, vyvolané použitím rezonančných prvkov.

Porovnávacie merania vypínacích strát, ktoré sme vykonali použitím opísaného meracieho zariadenia, ukázali veľký rozdiel medzi tvrdo a mätko komutovaným tranzistorom. Tak napríklad pri tvrdej komutácii sa počas jedného vypínacieho procesu vytvorí v štruktúre tepelná energia o veľkosti 2mJ, pri amplitúde i_C rovnej 30A. Ak použijeme techniku ZCS, veľkosť uvedenej energie klesne na hodnotu 0,12 mJ, pri zachovaní toho istého prúdu.

Skúsenosti, ktoré sme získali experimentálnym overovaním vplyvu mäkkej komutácie na účinnosť parametre meniča ukázali, že aplikácia spínacej techniky ZCS je ekonomicke výhodná, pričom jej stupeň závisí od optimalizácie spínacieho algoritmu. Podotýkame však, že toto tvrdenie je závislé tiež na topológii použitého hlavného a pomocného obvodu meniča.

LITERATÚRA

- [1] FEŇO, I. - JADROŇ, E. - ŠPÁNIK, P.: *Using Partial Series Resonant Converter in Heavy Duty Welder*. In: zborník konferencie ELEKTRO 2001, section - Electrical Engineering. Žilina 2001, str.76 – 81.
- [2] TEREŇ, A. - FEŇO, I. - ŠPÁNIK, P.: *DC/DC Converters with Soft (ZVS) Switching*. In zborník konferencie ELEKTRO 2001, section - Electrical Engineering. Žilina 2001, str.82 – 90.
- [3] DUDRÍK, J. - DZURKO, P.: *An Improved Soft-Switching Phase-Shifted PWM Full-Bridge DC/DC Converter*. In: Proc. EPE – PECM 2000, Vol.4, Košice (SK), pp. 65 – 69.
- [4] BERNING, D. W. – HEFNER, A. R.: *IGBT Model Validation for Soft-Switching Applications*. IEEE TRANS. ON INDUSTRY APPLICATIONS, Vol. 37, No. 2, march/april 2001, pp. 650-660